

临界导电模式下 BOOST 变换器 功率因数校正电路设计

王 杰

(煤炭科学研究总院重庆研究院, 重庆 400037)

摘要: 针对临界导电模式下功率因数校正的问题, 以 BOOST 电路为研究对象, 推导了临界导电模式下功率因数校正电路的输入电流表达式, 并详细分析了临界导电模式功率因数校正 BOOST 开关变换器的稳态特性。给出了开关频率与输入电压及功率的关系。提出了采用专用 PFC 控制芯片来调整开关管的开通时间, 改善其关断条件, 提高整个电路的工作效率, 以达到提高功率因数的目的。研究结果表明, 开关管在输入电源半个工作周期内保持恒定的导通时间就可实现变换器的单位功率因数工作, 为设计变换器提供了理论基础。

关键词: 临界导电; BOOST 变换器; 功率因数校正

中图分类号: TM46; X932; TD7

文献标志码: A

文章编号: 1001-4551(2011)05-0616-04

Design on PFC circuit of BOOST convertor under critical conduction mode

WANG Jie

(Chongqing Branch of Chinese Coal Research Institute, Chongqing 400037, China)

Abstract: Aiming at the problem of power factor correction(PFC) in critical conduction mode, taking the BOOST electric circuit as object of study, the input current formula of PFC circuit in the critical conduction mode was deduced, a detailed analysis of steady characteristics of BOOST switch convertor was made for power factor correction in the critical conduction mode, the relation of switching frequency with input voltage and power was concluded. It was proposed that special IC simplifies PFC control chip was used to adjust the opening time of switch tube, its shutoff conditions were improved and the working efficiency of the whole circuit was enhanced, and the purpose of improving power factor was achieved. The study results indicate that the constant switch conduction time in the half work cycle of input power can realize the converter unity power factor work, which provides a theoretical basis for the convertor design.

Key words: critical conduction; BOOST convertor; power factor correction(PFC)

0 引 言

随着高频电力电子变换器的发展, 电力电子装置的应用日益广泛。同时高频工作的电力电子器件不可避免地存在一些非线性的特点, 继而产生污染电网的电力谐波, 影响电力系统的功率因数。

因此, 功率因数校正(PFC)技术提上日程, 它是抑制电网谐波电流, 提高功率因数的有效办法。根据变换器电路中的电感电流, 功率因数校正技术分为 3 种类型: 连续导电模式、断续导电模式以及临界

导电模式。其中临界导电模式介于连续模式和断续模式之间, 具有功率因数高, 开关管零电流导通, 续流二极管损耗小等优点^[1]。目前临界导电模式下 BOOST 电路普遍采用的校正方法控制上比较复杂, 成本比较高。因此在简化控制方法的基础上, 采用新型功率因数校正芯片 MC33260, 具有控制精度高、经济稳定等优点。

本研究主要探讨临界导电模式下 BOOST 变换器功率因数校正电路设计。

1 临界导电模式功率因数校正原理

临界导电模式功率因数校正的基本原理是:采用固定导通时间控制,使峰值电感电流包络线跟随交流输入电压的变化轨迹,从而得到一个平均输入电流为峰值三角形电感电流的一半、波形为正弦波的交流信号^[2-3]。BOOST 变换器具有输出电压高于输入电压,储能电感也兼作滤波器,抑制 EMI 噪声,功率因数高,总谐波失真小,输出电压高,允许电容储存更多的电能,能提供更长时间的掉电保护等一系列优点,因此它的应用最为广泛。因而本设计采用 BOOST 电路作为主电路。

假设瞬时输入电压为 $U_{in}(t)$, 输入电压峰值为 U_{inpk} , 输入电压有效值 U_{inrms} , 它们之间的关系为:

$$U_{in}(t) = U_{inpk} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$U_{inpk} = \sqrt{2}U_{inrms} \quad (2)$$

同样瞬时输入电流 $I_{in}(t)$, 峰值输入电流 I_{inpk} , 以及输入电流有效值 I_{inrms} 的关系为:

$$I_{in}(t) = I_{inpk} \sin(\omega t) \quad (3)$$

$$I_{inpk} = \sqrt{2}I_{inrms} \quad (4)$$

PFC 校正电路的输入功率 P_{in} 的表达式为:

$$P_{in} = U_{inrms} I_{inrms} = \frac{U_{inpk}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{inpk}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{inpk} I_{inpk}}{2} \quad (5)$$

假设转换效率为 η , 则输出功率 P_o 的表达式为:

$$P_o = U_o I_o \quad (6)$$

于是得出输入电流峰值 I_{inpk} 为:

$$I_{inpk} = \frac{2P_o}{\eta U_{inpk}} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta U_{inrms}} \quad (7)$$

对于 BOOST 电路,为了简化电路分析,这里假定:

(1) 开关 S 、二极管 D 均为理想元件,即不考虑开通和关断时间,且导通压降为零、关断时漏电流为零;

(2) 电感和电容是理想元件,即电感工作在线性区而未饱和,其寄生电阻为零,电容的等效串联电阻为零;

(3) 输出电压近似为定值。

一个基于 BOOST 变换器 PFC 的主电路如图 1(a) 所示,在临界导电模式下,该 PFC 电路具有的两个工作状态如图 1(b)、(c) 所示。

在状态 I,如图 1(b) 所示,开关 S 导通,二极管 D 关断,电源 U_{in} 向电感 L 充电,同时输出滤波电容 C 给负载电阻 R_L 提供能量,设 S 导通时间(即状态 I 的持续时间)为 t_{on} ;电感电流 i_L 从零开始上升。其电感电流的波形如图 2 中的 $[0, t_{on}]$ 所示,其关系式为:

$$L \frac{di_L}{dt} = U_{in}(t) \quad (8)$$

式中: $U_{in}(t)$ —输入电压的瞬态值。

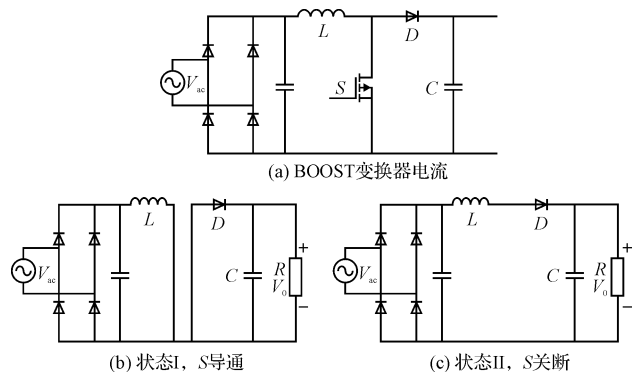


图 1 临界导电模式下 BOOST 变换器的两个工作状态

因为开关频率比输入电压频率大的多,可近似认为 $U_{in}(t)$ 在一个开关周期内不变。当 $t = t_{on}$ 时,电感电流 i_L 达到最大值 i_{LP} 。

在此开关 S 导通期间, i_L 的增长量:

$$\Delta i_L = i_{LP} = \frac{U_{in} t_{on}}{L} \quad (9)$$

在状态 II,如图 1(c) 所示,开关 S 关断,二极管 D 导通,电源 $U_{in}(t)$ 和电感 L 经二极管 D 向 C 充电,同时给负载 R_L 提供能量,直至电感 L 的电流减少到 0,设 S 截止时间(即状态 II 的持续时间)为 t_{off} ,电感电流的波形如图 2 中的 $[t_{on}, T]$ 所示,其关系式为:

$$L \frac{di_L}{dt} = U_{in}(t) - U_o \quad (10)$$

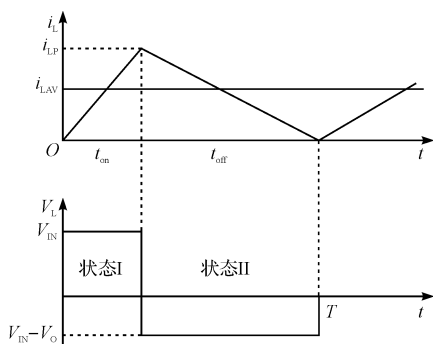


图 2 临界导电模式下 BOOST 变换器 PFC 电路电感电流和电压波形

当 $t = T$ 时,电感电流减小到 0。在此开关 S 关断期间, i_L 的减小量:

$$\Delta i_L = i_{LP} = \frac{U_o - U_{in}}{L} t_{off} \quad (11)$$

在图 2 中, T 为开关周期。在 $t = T$ 时,电感电流减小到零, S 又导通,开始下一个开关周期。

输入的正弦交流电压经二极管整流后可表示为:

$$U_{in}(t) = U_{inpk} \sin(\omega t) \quad (0 < t < T_{ac}/2, 0 < \omega t < \pi) \quad (12)$$

式中: U_{inpk} —输入交流电压峰值, ω —输入交流电压的角频率(工频), T_{ac} —工频周期。

将式(11)代入式(8)可以得到半个工频周期上的电感峰值电流的函数关系为:

$$i_{Lpk}(t) = \frac{U_{inpk} \sin(\omega t)}{L} t_{on} \quad (0 < t < T_{ac}/2, 0 < \omega t < \pi) \quad (13)$$

根据几何关系,从图 2 中可以得出在一个开关周期电感的平均电流和峰值电流的关系为:

$$i_{L(av)} = \frac{i_{Lpk}}{2} = \frac{U_{inpk} t_{on}}{2L} \quad (14)$$

即半个工频周期内的平均电感电流为:

$$i_{L(av)}(t) = \frac{U_{inpk} \sin(\omega t)}{2L} t_{on} \quad (15)$$

因为电感电流的平均值就是输入电流的平均值,有:

$$i_{in}(t) = \frac{U_{inpk} \sin(\omega t)}{2L} t_{on} \quad (16)$$

从上式可以看出,在半个工频周期内,只要 t_{on} 保持不变,那么输入电流和输入电压成线性关系,在理论上可实现单位功率因数。由于 t_{on} 需保持不变,因此临界导电模式也可叫做恒导通时间模式。

2 电路稳态参数分析

上面讨论了临界导电模式下 BOOST 变换器的工作原理,下面就临界导电模式下 BOOST 变换器的稳态特性展开分析^[4-5]。

2.1 导通时间计算

在一个开关周期内,有:

$$t_{on} = i_{Lpk} \frac{L_p}{U_{inpk}} \quad (17)$$

又根据几何关系,从图 2 中可以得出在一个开关周期电感的峰值电流和输入峰值电流的关系为:

$$i_{Lpk} = 2i_{L(av)} = 2i_{inpk} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{inrms}} \quad (18)$$

由式(17,18)可得:

$$t_{on} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta U_{inrms}} \cdot \frac{L_p}{\sqrt{2}U_{inrms}} = \frac{2P_o L}{\eta U_{inrms}^2} \quad (19)$$

2.2 关断时间计算

瞬时开关关断时间随着线路和负载条件以及瞬时线路电压而变化。在一个开关周期内:

$$t_{off} = i_{Lpk} \frac{L}{U_o - U_{inpk} \sin(\omega t)} \quad (20)$$

则工频周期内开关管关断时间为:

$$t_{off}(t) = \frac{Li_{Lpk} \sin(\omega t)}{U_o - U_{inpk} \sin(\omega t)} \quad (21)$$

关断时间在输入线电压峰值时为最大,随后逐渐减小,在线电压过零点时接近为 0。 t_{off} 的最小值 $t_{(off)min}$ 为:

$$t_{(off)min} = \frac{Li_{Lpk} L_p}{U_o} \quad (22)$$

此时, $\omega t = 0$ 。

2.3 开关频率计算

开关频率为开关周期的倒数,可表示为:

$$f(t) = \frac{1}{T(t)} = \frac{U_{inrms}^2 (U_o - \sqrt{2}U_{inrms} \sin(\omega t))}{2P_{in} L U_o} \quad (23)$$

可以看出开关频率在给定输入电压的工频周期内也是随时间变化的量。当输入电压处于过零点时,开关频率最大^[6-8],其值为:

$$f_{max} = \frac{U_{inrms}^2}{2P_{in} L} \quad (24)$$

当输入电压在最大峰值处时,开关频率最小,其值为:

$$f_{min} = \frac{U_{inrms}^2 (U_o - \sqrt{2}U_{inrms})}{2P_{in} L U_o} \quad (25)$$

3 PFC 电路控制方法

为了实现对 PFC 电路的控制,本研究设计了以 MC33260 为核心的功率因数校正电路(如图 3 所示),BOOST 电路输出电压经采样后与参考电压 U_{ref} 比较,产生电压差 ΔU 后经运放得到 U_{eao} ,根据运放的工作原理可以认为运放的输出在半个工频周期内是一个恒定的值。采样电压信号与给定的锯齿信号比较,当锯齿波形上升到 U_{eao} 后,RS 触发器置位工作管段开关管 S,电感电流下降,当下降过零时,过零检测电路置位 RS 触发器而导通开关管 S,如此循环反复。值得一提

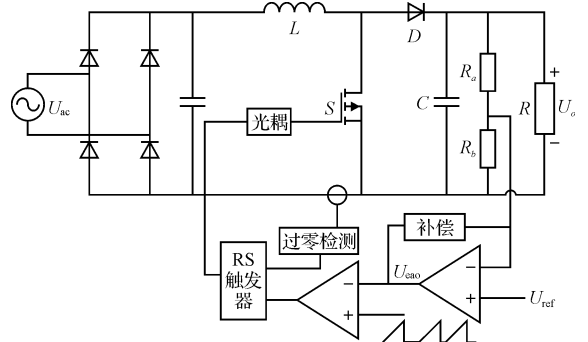


图 3 临界导电模式下功率因数校正的控制电路图

的是,锯齿信号波形并不一定是周期信号波形,在电感电流过零时,启动振荡电路对电容进行充电,锯齿波形开始上升,当上升到 U_{eao} 时,电容开始放电。锯齿波形之间存在死区,死区大小与电感电流的下降时间有关。综上所述,只要 U_{eao} 保持恒定,结合锯齿波形沿恒定斜率上升,即能满足 t_{on} 恒定的要求,从而达到校正功率因数的要求^[9-10]。

4 实验结果

本研究按照上述设计参数搭建电路,并测得实验结果如下:电路输出 200 W 时输出电压的 U_o 的电压波形如图 4 所示(图 4 中上端波形为校正后 BOOST 输出波形,下端波形为开关管控制波形)。实验记录了电路输出 50 W ~ 300 W 之间的效率参数,如表 1 所示,通过对比之前没加入功率因素校正时电路的效率,证明了本研究所设计功率校正电路的有效性。

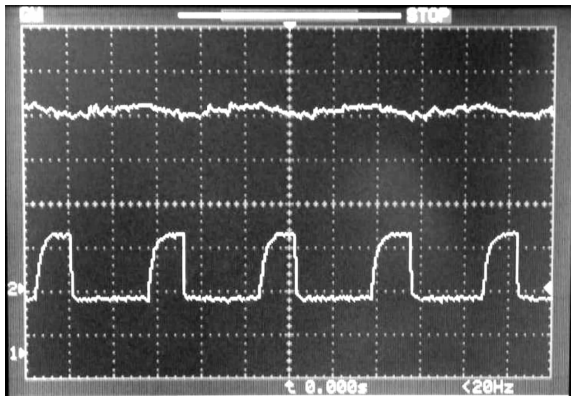


图 4 实验测得 200 W 负载时输出波形

表 1 实验数据表

U_{ac}/V	P_i/W	U_o/V	P_o/W	λ_1	λ_2
24	58	61	50	0.85	0.991
24	118	61	100	0.87	0.995
24	180	60	150	0.86	0.993
24	241	59	200	0.88	0.990
24	305	59	250	0.87	0.993
24	368	58.5	300	0.86	0.996

注: U_{ac} —输入交流电压大小; P_i —输入功率大小; U_o —输出电压大小; P_o —输出功率大小; λ_1 —没有功率校正前电路的功率因数; λ_2 —加入功率校正后电路的功率因数。

由表 1 中的数据可以看出,电路在加入功率因数

校正后,功率因数提高了 10% 以上,效果明显。由于受到实际硬件电路变换效率及干扰等影响,得到的功率因数数值在 0.99 以上,而没有达到理论的单位功率因数。

5 结束语

笔者分析了临界导电模式下功率因数校正的原理,并以 BOOST 变换器为例,分析了 PFC 电路的稳态参数,给出了电路相关参数的计算依据。最后,给出了临界导电模式下 BOOST 变换器功率因数校正电路的控制方法与原理图,并进行了实验验证。研究结果为设计相关变换器功率因数校正电路提供了技术参考。

参考文献 (References):

- [1] 严百平,刘健,程红丽.不连续导电模式高功率因数开关电源[M].北京:科学出版社,2000.
- [2] 王健强,杨华,徐殿国.临界导电模式 BOOST 型 APFC 电路的分析与设计[J].电气传动,2004,34(2):116-119.
- [3] 胡亮,高燕,朱忠尼,等.单相交错式 Boost PFC 的实现[J].空军雷达学院学报,2010,24(5):358-360.
- [4] 林国庆,陈云辉.基于临界导电模式的 BOOST PFC 电路开关特性分析与研究[J].电工电能新技术,2008,27(3):68-71.
- [5] 曹柜,马建国,莫焯,等.交错临界导电模式 PFC 原理与设计[J].通信电源技术,2009,26(5):29-33.
- [6] 刘树林,刘卫平.临界导电模式 PFC 电路的稳态特性[J].西安科技大学学报,2004,24(4):486-499.
- [7] 王莹莹,吕征宇.基于 DSP 控制的隔离型功率因素校正变换器研究[J].机电工程,2007,24(9):86-89.
- [8] ZHOU Y, JIANG X, CHEN J. Analysis of complex intermittency in Boost converter from a bifurcation control viewpoint[J]. Science in China Series F: Information Sciences,2008,51(12):2135-2149.
- [9] ZHOU Yu-fei, HUANG Jia-cheng, WANG Shi-bing, et al. Principle of designing slope compensation in PFC Boost converter[J]. Science in China Series F: Information Sciences,2009,52(11):2226-2233.
- [10] IU H H C, ZHOU Y, TSE C K. Fast-scale instability in a PFC Boost converter under average current mode control [J]. International Journal of Circuit Theory Application,2003,31(6):611-624.

[编辑:柴福莉]